― 第 10 章 ―

IGBT モジュールの EMC 設計

目次

		ページ
1	インバータシステムの EMC 概説 ·····	10-1
2	インバータにおける EMI 対策設計 ·····	10-4
3	IGBT モジュールの適用における EMI 対策 ·····	10-11

本章では，IGBT モジュールを適用する際の EMC 対策指針について説明します。

1 インバータシステムの EMC 概説

近年では、IGBT モジュールを使用したインバータ・UPS などのパワーエレクトロニクス機器において、欧州の CE マーキングや国内の VCCI 規格への対応など、EMC 対策が必要不可欠となってきています。

EMC とは、Electro Magnetic Compatibility （電磁両立性）であり、これは EMI（Electro Magnetic Interference）と、EMS（Electro Magnetic Susceptibility）に分類されます。EMI とは電子機器が周辺機器に及ぼす悪影響であり、エミッションともいわれます。EMI には、電源に漏洩する伝導性ノイズと、電磁波として放射される放射性ノイズがあります。また、EMS とは周囲からの妨害に対する電子機器の耐量・性能のことで、イミュニティともいわれています。これには、電磁波、静電気、雷サージなどの評価項目が挙げられます。これを簡単にあらわすと、図 10-1 のように整理できます。

IGBT モジュールとその周辺回路、およびパワーエレクトロニクス機器に対して EMC 性能という観点から考えると、IGBT モジュールは数 100V・数 100A 単位の高電圧、大電流を 500ns 以下という高速でスイッチングすることが特徴ですので、伝導性・放射性 EMI の低減が特に IGBT モジュールのアプリケーションにとっては重要となります。

本章では、IGBT モジュールの適用においてトラブルとなりやすいスイッチングによる他への影響、すなわち EMI 特性について説明するとともに、対策方法などについて解説します。

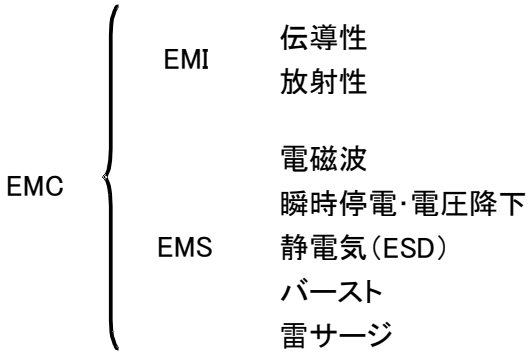


図 10-1　EMC と EMI・EMS

1.1　EMI 性能

IGBT モジュールは、一般産業用をはじめエアコン･冷蔵庫などの家電用機器、自動車、車両駆動システムなど幅広い分野･容量の機器に適用されています。ここでは IGBT モジュールの主要な用途である汎用インバータなど、電動機の可変速駆動システムに関する規格について紹介します。

（1）伝導性エミッション（雑音端子電圧）

IEC61800-3 において、汎用インバータが対象となる PDS（PowerDriveSystem）では、雑音端子電圧の限度値（QP 値）は、図 10-2 のように規定されています。

規格における限度値には、商業地域での用途に適用されるカテゴリ（C1）、工業地域で使用される機器に適用されるカテゴリ（C2,C3）がありますが、産業向けインバータはカテゴリ C3 をクリアするよう設計されています。

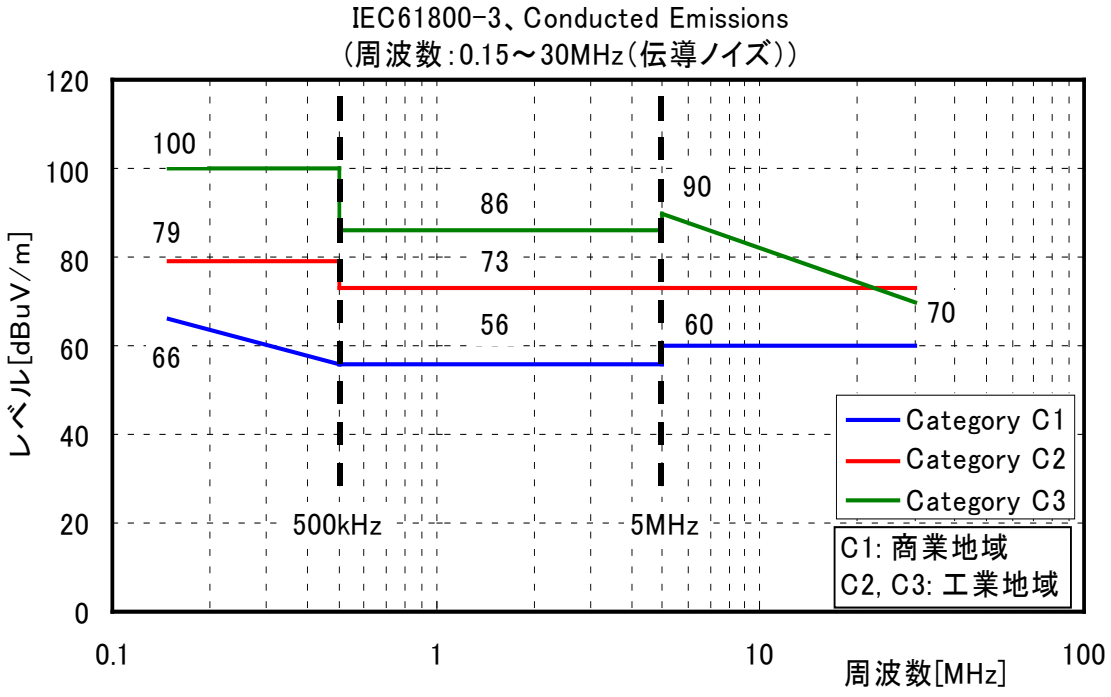


図 10-2　　IEC61800-3 における雑音端子電圧規制値

（2）放射性エミッション

放射性エミッション（放射ノイズ）に関する規格値を図 10-3 に示します。

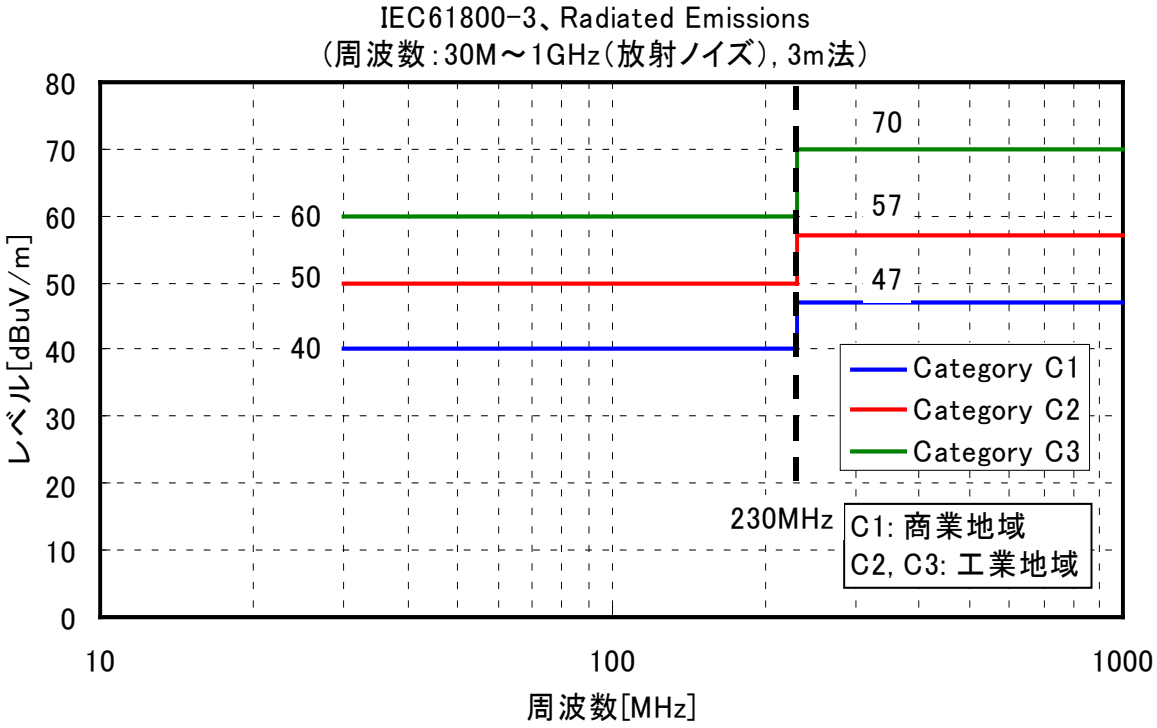


図 10-3　IEC61800-3 における放射ノイズ規制値

なお、カテゴリ区分は次の図 10-4 のように定義されています。

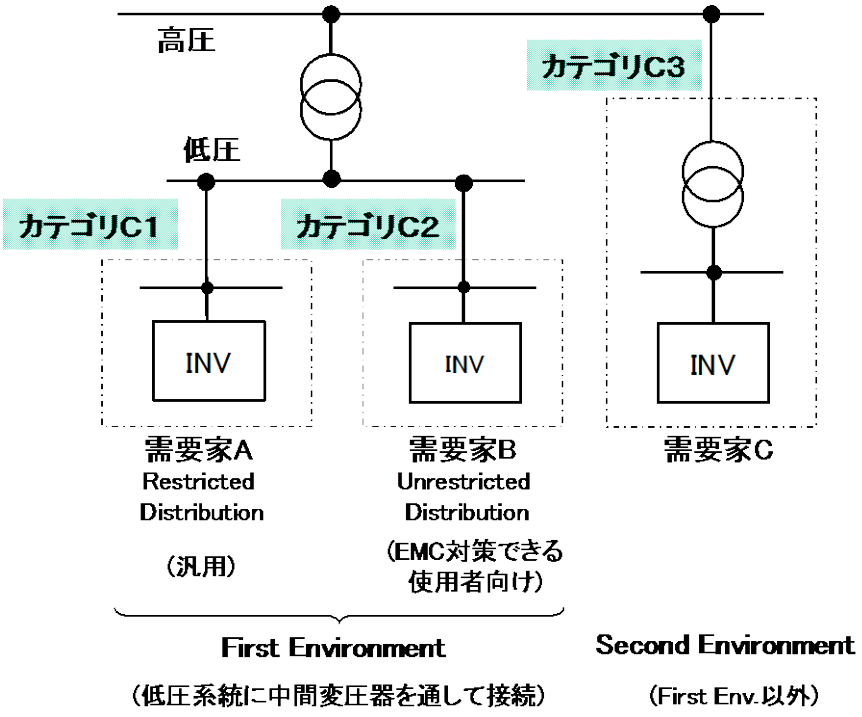


図 10-4　IEC61800-3 におけるカテゴリ区分

2　インバータにおける EMI 対策設計

2.1　コモンモードノイズとノルマルモードノイズ

ノイズの伝播経路には、主にノルマルモードとコモンモードの二種類があります。

ノルマルモードノイズは正相雑音とも呼ばれ、IGBT のスイッチングに伴う急峻な電圧･電流変化が主回路内で伝播されて交流入力端子や出力端子に現れてくるノイズです。ノルマルモードノイズの経路を図 10-5 に示します。

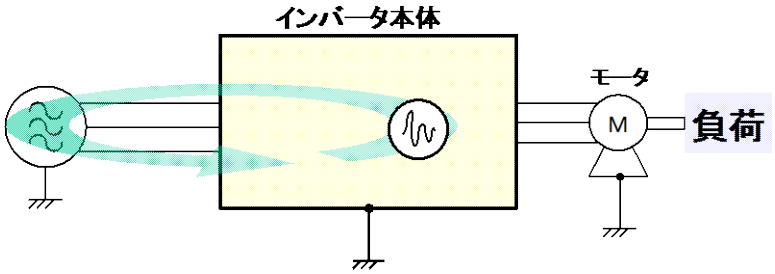


図 10-5　ノルマルモードノイズの経路

一方、コモンモードノイズは同相雑音とも呼ばれ、スイッチングに伴うアースに対する電位変動が主回路とアース間やトランスなどに存在する浮遊容量を充放電させることにより、アース線を経路としてノイズ電流が伝播されます。この様子を図 10-6 に示します。

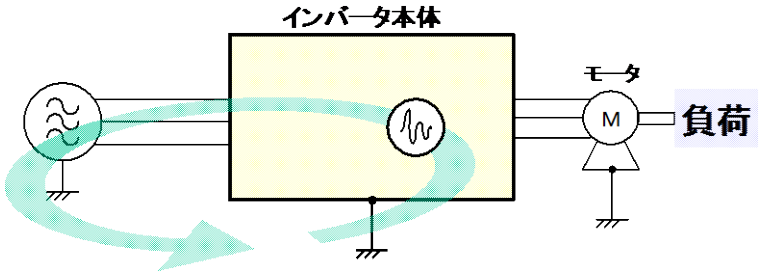


図 10-6　コモンモードノイズの経路

実際の装置では、各相（例えばR/S/T相）の配線にはインピーダンスのアンバランスがあるため、ノルマルモードのノイズがアース線を介したコモンモードノイズへの転化が生じたり（図 10-7）、また逆にコモンモードノイズがノルマルモードノイズに変換されたりします。したがって、実際のノイズスペクトルにおいてノルマルモード経路によるノイズとコモンモード経路によるノイズとを分離することは非常に困難です。一般的な注意事項としては、各相の配線はできるだけアンバランスがない配慮が必要です。

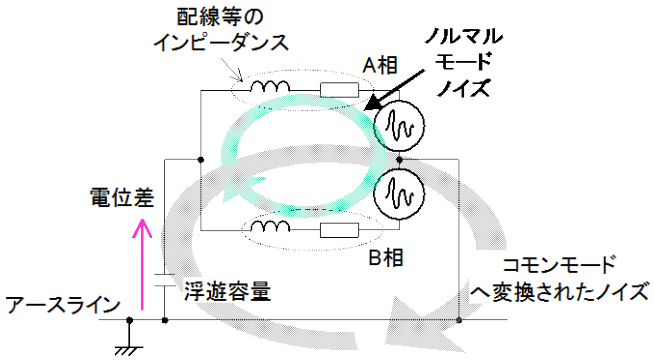


図 10-7　ノルマルモードからコモンモードノイズへの変換

2.2　インバータのノイズ対策

インバータシステムにおける一般的なノイズ対策例を図 10-8 に示しています。

市販のノイズフィルタやリアクトルなど、対策部品を各部に挿入することによって、インバータシステムが発生するノイズ（主に高調波電流や雑音端子電圧）を抑制することができます。

各部品の効果は、以下の通りです。

①零相リアクトル
入出力ラインに挿入するコモンモードのリアクトルです。数 MHz 帯までのノイズ抑制に効果があります。

②アレスタ
電源から流入するコモンモード、ノルマルモードの誘導雷からインバータシステムを保護するために設置します。

③入力フィルタ
ＬおよびＣ、Ｒから構成され、電源系統側へ流出するノイズを抑制します。ノイズ減衰量など各種の製品が販売されていますので、仕様や目的にあわせて選定します。
また、設置方法によっては減衰効果が劣る場合がありますので、取扱説明書に従った配線、設置が必要です。

④出力フィルタ
モータに加わるサージ電圧の抑制や、出力ケーブルから誘導されるノイズの抑制に使用します。

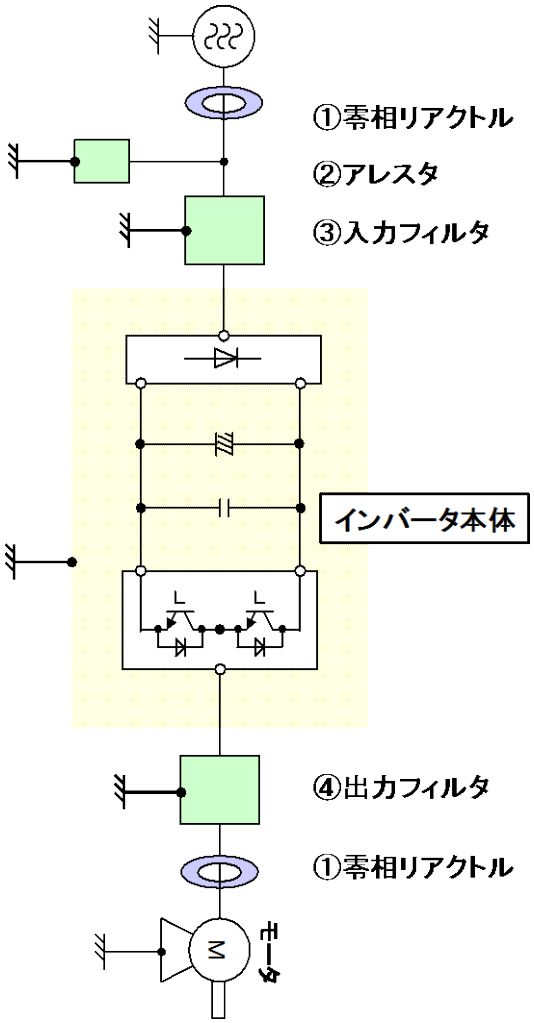


図 10-8　インバータのノイズ対策例

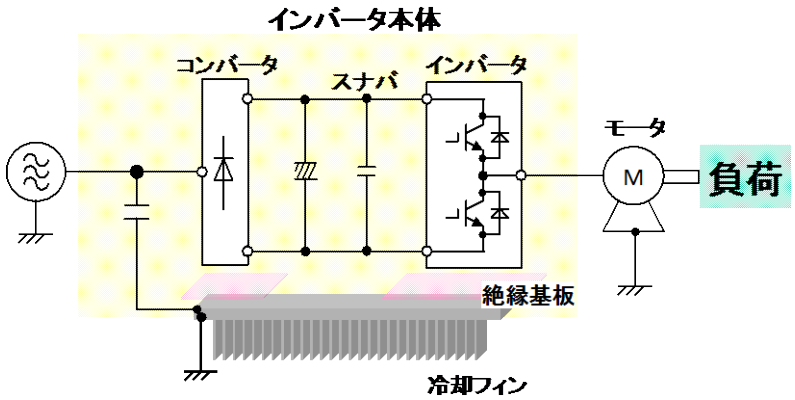
上述のようなインバータ外部に設置するフィルタなどは一般に 100kHz～数 MHz 帯でのノイズ抑制に効果がありますが、それ以上の帯域（10MHz 以上の雑音端子電圧や 30MHz 以上の放射ノイズ）に対しては抑制効果が小さく、効果が期待できない場合があります。

これは、後述するようにフィルタの周波数特性には限界があるためで、広い周波数全体にわたりノイズを効果的に抑制するためには、それぞれの周波数帯に合わせた最適なフィルタを導入する必要があります。

10MHz～50MHz 付近に発生するノイズの要因のひとつは、インバータ本体内の IGBT モジュール周辺部のインダクタンスや寄生容量が原因となって、スイッチングに伴い共振が発生するためと考えられています。以下の項では、IGBT 周辺で発生するノイズのメカニズムと、その対策方法について説明します。

2.3　モジュール特性に起因するノイズの発生メカニズム

典型的なモータ・ドライブ・システムのブロック図を図 10-9 に示します。この図は、交流電源を整流ダイオードにより一旦直流に整流した後、インバータ部の IGBT を高周波でスイッチングさせることにより交流に逆変換し、モータを可変速駆動するものです。IGBT モジュールや整流ダイオードは冷却フィンに取り付けられますが、この冷却体はインバータの本体をかねるケースもあり、安全上グランドに接地される



のが一般的です。

図 10-9　インバータシステム例

このシステム図において、冷却体に取り付けられた金属ベース面と、IGBT チップなどの電気回路側とは、高熱伝導性の絶縁基板によって絶縁が保たれていることを示しています。（モジュール内部の詳細な構造については、第 1 章を参照ください）また、インバータ部の IGBT には、スパイク電圧抑制を目的としたスナバコンデンサが接続されています。

しかし、放射ノイズや雑音端子電圧のような MHz オーダーの領域では、回路部品としては現れてこない寄生インダクタンス、寄生容量が大きな影響を及ぼす場合があります。

図 10-10 は、数 100kHz～数 10MHz という高周波帯域における、インバータシステムの概略図を示しています。高周波においては、IGBT モジュールや電気部品に存在する浮遊容量・浮遊インダクタンスが非常に大きな影響を及ぼします。IGBT モジュール周囲の配線上には数 10n～数 100nH の浮遊インダクタンスが存在し、上述の絶縁基板には数 100pF の浮遊容量が存在しています。また、IGBT チップ自身の PN 接合部には接合容量が存在します。

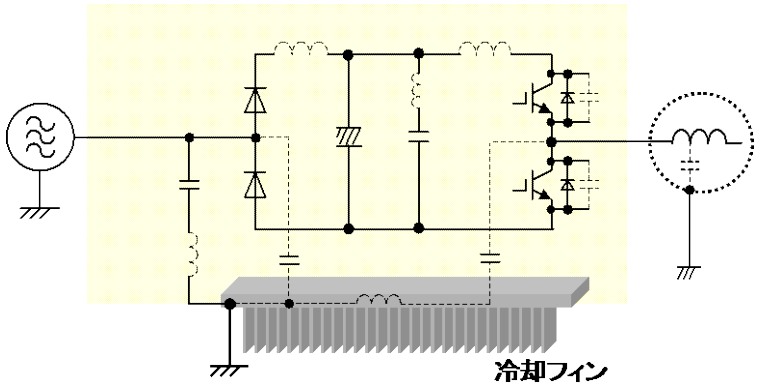


図 10-10　寄生のＬ･Ｃを考慮した等価回路

例えば、配線の浮遊インダクタンスが 200nH、基板の浮遊容量が 500pF であったとし、これがループ状になっていれば、そのループの共振周波数 fo は、

$$fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{200\text{nH} \times 500\text{pF}}} \fallingdotseq 16\text{MHz}$$

となります（図 10-11）。

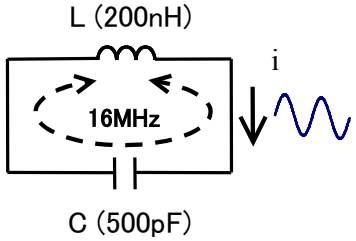


図 10-11　寄生インダクタンスと容量との共振現象

IGBT のスイッチングがトリガとなって、このループに 16MHz の共振電流が流れると、その影響が雑音端子電圧や放射ノイズとなって現れます。上の例では、IGBT の絶縁基板を介した 16MHz のコモンモードノイズ電流が接地線に流出しますので、これが電源側に伝播されて雑音端子電圧のピークとなって現れます。この共振周波数が 30MHz 以上になると、放射ノイズのピークとなって観測されることとなります。

各回路部品の浮遊容量･浮遊インダクタンスの例を表 10-1 に示します。

表 10-1　主回路構成部品の寄生 L、C 値の例

	浮遊 C	浮遊 L	備考
ﾓｼﾞｭｰﾙ PN 端子間	―	20～40nH	
IGBT チップ単体	100～200pF	―	電圧依存性が大きい
スナバコンデンサ		20～40nH	
内部絶縁基板	500～1,000pF	―	
電解コンデンサ	100pF	―	内部電極-取付金属ﾊﾞﾝﾄﾞ間
鉄心入りﾘｱｸﾄﾙ	50～200pF	―	数 MHz 以上は C 成分
バリスタ	100～200pF	―	高耐圧品ほど C は小
モータ	13,000pF	―	3φ15kW ﾓｰﾀの例
ｼｰﾙﾄﾞ付４芯ｹｰﾌﾞﾙ	数 100pF	数 100n～数 uH	1m 当たり
配線バー	―	数 100nH	10 ㎝当たり概略 100nH

実際のシステムでは、これらの要素が複雑に接続されており、意図しない寄生の LC 共振回路が構成されることとなります。IGBT のスイッチングに伴いこれらの LC 回路において共振が発生し、雑音端子電圧

や放射ノイズにおけるピークとなって測定されることとなります。

一般的に、雑音端子電圧、放射ノイズそれぞれにおいてピークを発生させやすい共振ループを表 10-2、図 10-12 に示します。

表 10-2　　インバータシステムにおける共振周波数とループの例

	周波数	雑音端子/放射	ノルマル/コモン	経路
①	1～4MHz	雑音端子	コモン	モータ容量～配線インダクタンス
②	5～8MHz	雑音端子	コモン	DBC 基板容量と配線インダクタンス
③	10～20MHz	雑音端子	コモン	DBC 基板容量と配線インダクタンス
④	30～40MHz	放射	ノルマル	デバイス容量～スナバコンデンサ

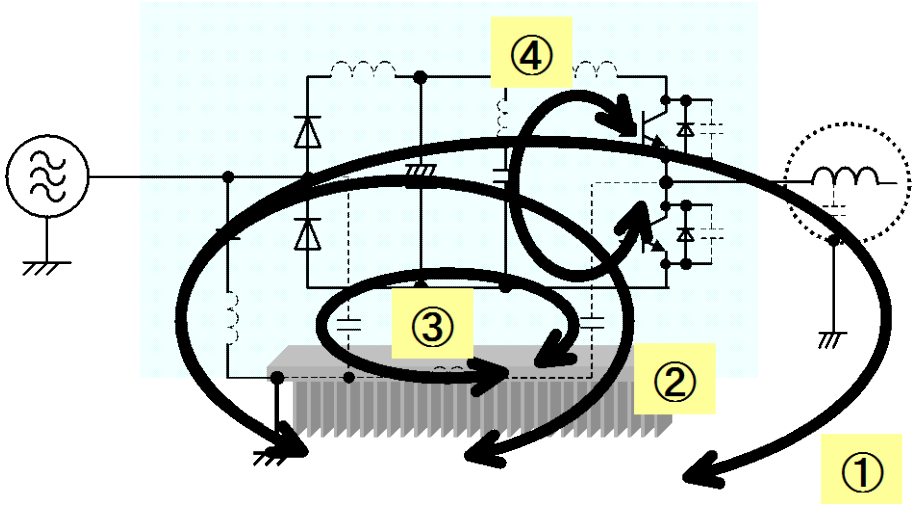


図 10-12　　表２における経路の例

システムの構成により、配線長（インダクタンス）や浮遊容量はさまざまに変化しますが、対象となるシステムに対する固有の浮遊Ｌ/Ｃを概算すると、おおよその共振周波数が推定できます。

2.4　モジュールの特性が影響する周波数帯

前述したように、汎用インバータなどのモータ駆動システムで対象となる伝導性ノイズの周波数は、150kHz～30MHz です。図 10-13 にインバータの雑音端子電圧測定例を示します。図 10-13 のように、雑音端子電圧は 150kHz 付近が一番高く、周波数が高くなるほどなだらかに減衰する特性となります。この雑音端子電圧スペクトルは、矩形波状のノイズ源（IGBT のスイッチング）におけるキャリア周波数（数 kHz～20kHz 程度）の高調波成分が現れているため、IGBT モジュール自身のスイッチング特性などにはほとんど影響されません。これは、図 10-14 のように IGBT モジュールのスイッチングにおける電圧の立ち上がり･立下り時間は、およそ 50～200ns 程度で、これを周波数に換算すると 2～6MHz となり、これ以下の周波数帯域では立ち上がり･立下り時間の差には依存しないためです。

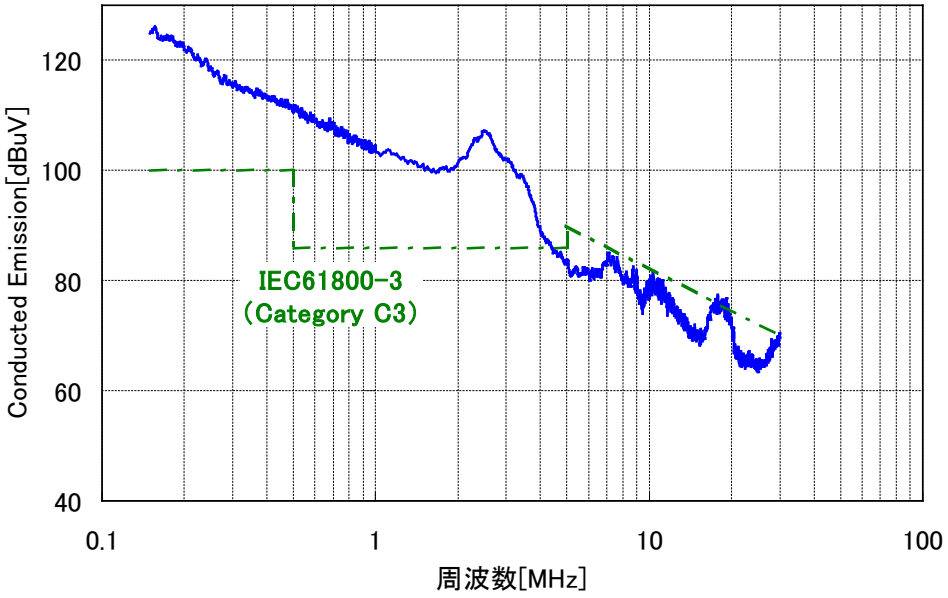


図 10-13　　汎用インバータの雑音端子電圧例

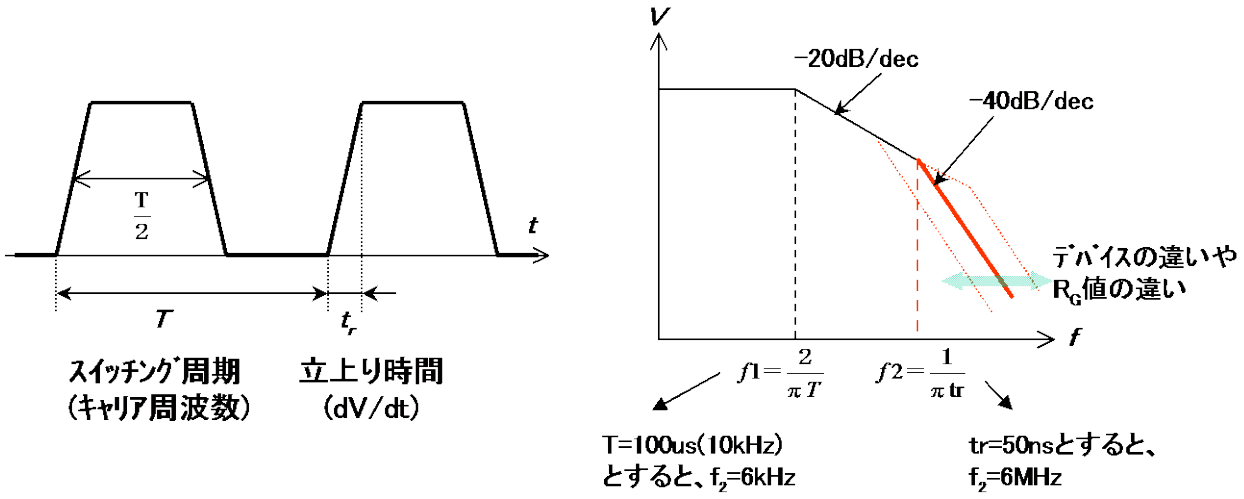


図 10-14　IGBT の電圧波形と周波数スペクトル

また、放射ノイズ（30MHz～）の測定結果例を図 10-15 に示します。放射ノイズも雑音端子電圧と同様に、規格の周波数範囲の中で一番低い 30MHz 付近が一番高くなり、周波数が高くなるにつれて減衰する特性となります。このように、IGBT のスイッチングによるノイズのスペクトルは、ＣＰＵクロックのような鋭いピークではなく、比較的ブロードな特徴があります。

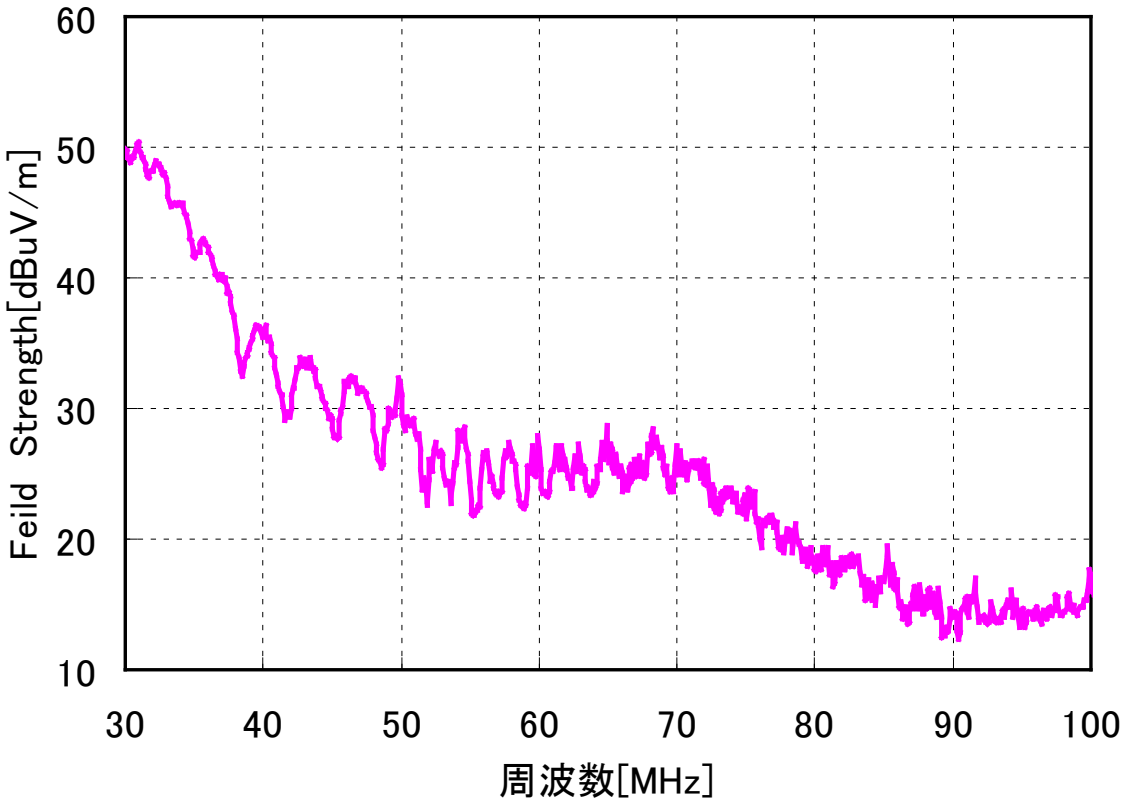


図 10-15　　7MBR100U4B120 の放射ノイズスペクトル（標準駆動条件）

3　IGBT モジュールの適用における EMI 対策

3.1　伝導性ノイズ（雑音端子電圧）対策

3.1.1　フィルタの設置

伝導性ノイズ対策は、交流電源入力側にフィルタ回路を設置して、インバータで発生したノイズ電流が電源側に流出しないようにすることが一般的です。フィルタ回路はＬ･Ｃ要素で構成され、目標とする規格値に対して必要な減衰量を得られるように、フィルタ回路のカットオフ周波数を設計します。また、ノイズ対策用のフィルタは磁性体メーカやコンデンサメーカなどから各種が市販されていますので、対応規格や必要な電流などに応じて選択すると良いでしょう。

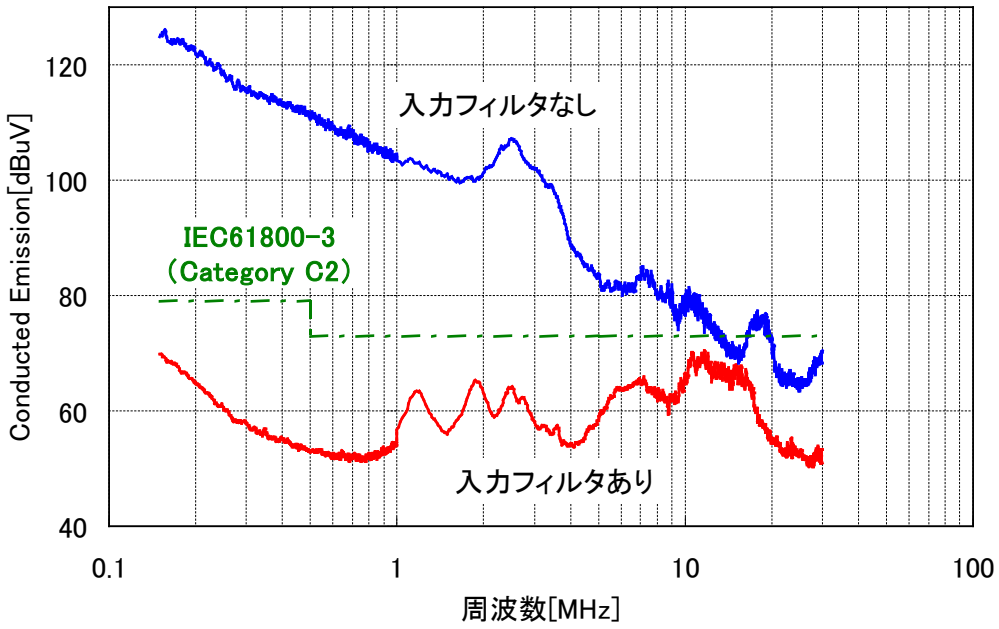


図 10-16　3φ200V/37kW インバータにおける雑音端子電圧測定結果例　（QP 値）

図 10-16 に IEC61800-3 カテゴリ C2 への対応用に設計された入力フィルタの低減効果を示しています。フィルタがない場合には 150kHz において 125dBμV 程度であった雑音端子電圧が、フィルタにより 70dBμV まで減衰されており、規格値に対して数 dB のマージンをもってクリアすることができます。

3.1.2　フィルタを適用する場合の注意点

理想的なフィルタの場合、周波数が高くなるほど減衰量は大きくなりますが、実際のフィルタ回路では、図 10-17 に示すようにある程度の周波数以上では理想的な減衰特性が得られなくなる現象が生じます。これは、前述したように、フィルタ回路に使用される部品にも寄生のＬ、Ｃが存在するため、前項の図 10-16 に示す雑音端子電圧測定結果のように 1MHz 以上の周波数での減衰効果が小さくなる傾向となります。

さらに 10MHz 付近の高い周波数帯にピークが生じることによって規格に対するマージンがもっとも小さくなっています。測定環境によっては、この 10MHz 付近のレベルが上昇して規格値をオーバーする場合も考えられます。

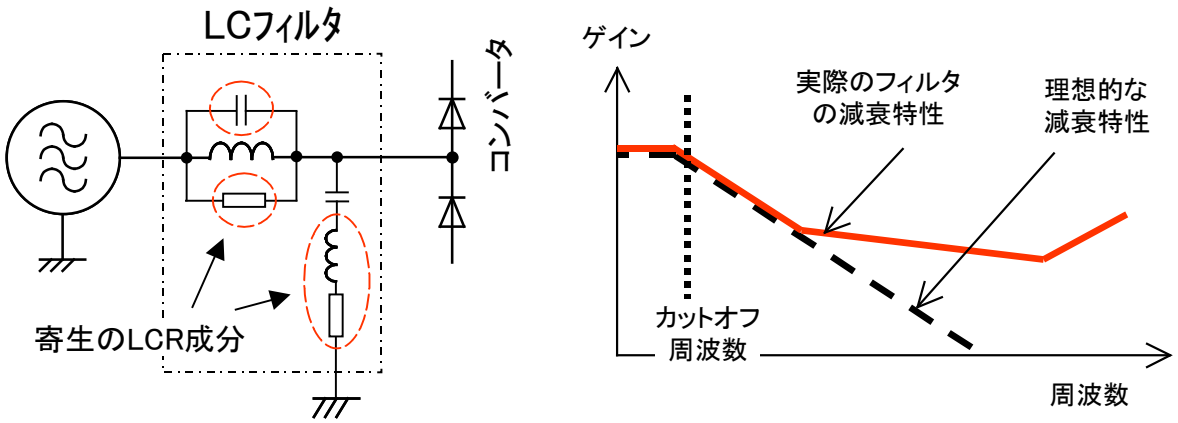


図 10-17　理想的なフィルタと実際のフィルタの減衰特性

前項で述べた、雑音端子電圧の 10MHz 以上の帯域に生じるピークのひとつの要因として、IGBT モジュールの絶縁基板を介した共振が挙げられます。

例えば、絶縁基板と主回路の定数が図 10-11 に示したような定数であったとすると、雑音端子電圧に 16MHz のピークを生じる事となります。10MHz 以上の周波数で共振するループの LC 定数は、数 100pF、数 100nH オーダーで IGBT チップの寄生容量や絶縁基板容量、パッケージ内部の配線インダクタンスが要因となっている場合があります。

図 10-18 に、ＤＢＣ基板を介した共振のコモンモード回路モデル例を示します。

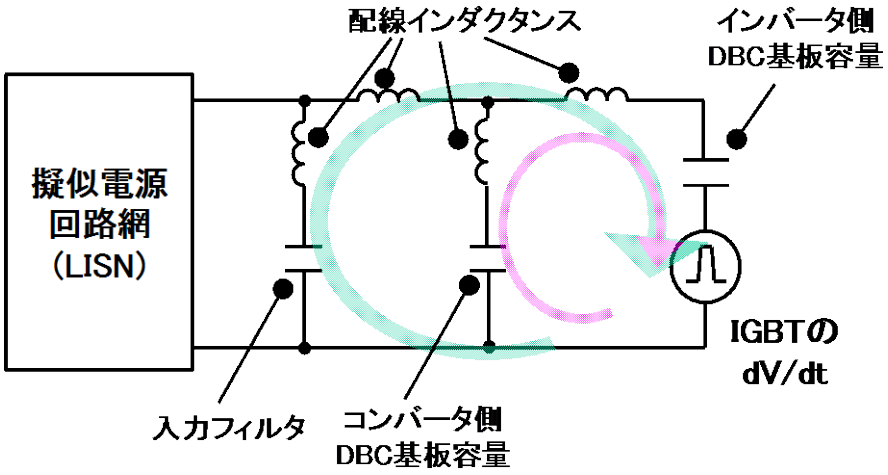


図 10-18　　IGBT の絶縁基板を介した共振の回路モデル例

ここでは、入力フィルタとして接続されているコンデンサのインダクタンスとインバータ側モジュールの基板容量との共振、コンバータ･インバータモジュール間の共振現象を示しています。このように、ノイズ対策のためにフィルタやバリスタなどを追加すると、そのフィルタの寄生Ｌ･Ｃとの共振によりピークが生じる場合があるので、注意が必要です。

3.1.3　IGBT モジュールへの雑音端子電圧対策

上述したような、雑音端子電圧スペクトルの高周波帯に発生しているピークを低減させるためには、

- スイッチングする IGBT の dV/dt を抑制する
- 共振ループのインピーダンスを上げて、共振電流を抑制する

ことが必要です。

ただし、そのデメリットとして

- dV/dt を下げると IGBT の損失が増大する
- L、C の定数を増減させるだけでは共振周波数が移動する結果となり、ピーク値は下がりにくい。また、構造上、物理上、寄生ＬＣ成分をなくすことは不可能。

が挙げられます。

3.1.3.1　ゲート抵抗の調整による雑音端子電圧の対策

図 10-19 に 7MBR75U4B120 を適用したインバータの雑音端子電圧スペクトル例（入力フィルタあり）を示します。図 10-19 では、ゲート抵抗を標準値、２倍、３倍と増加させた場合、10MHz 付近の雑音端子電圧ピークが 5dB 程度抑制されたことがわかります。

ただし、ゲート抵抗を２倍以上大きくしても、その低減効果は小さくなっていますので、スイッチング損失の増加によるデメリットと合わせて対策効果を判断する必要があります。

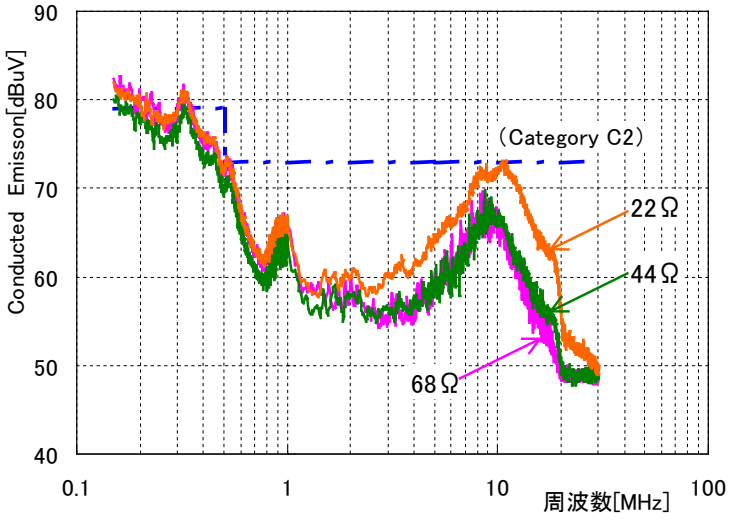


図 10-19　　7MBR75U4B120 の雑音端子電圧測定例

3.1.3.2　フェライトコアによる共振の抑制

フェライトコアは、ノイズ対策用としてよく用いられる部品のひとつです。その等価回路は、一般的にＬＲの直列回路として示されます（図 10-20）。

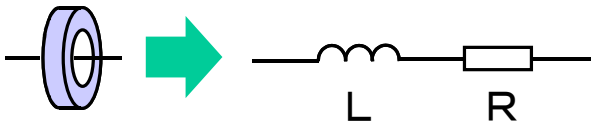


図 10-20　　フェライトコアの等価回路

また、フェライトコアの磁性体としての特性（Ｌ成分：μ'、Ｒ成分：μ"）は、図 10-21 のようになっています。

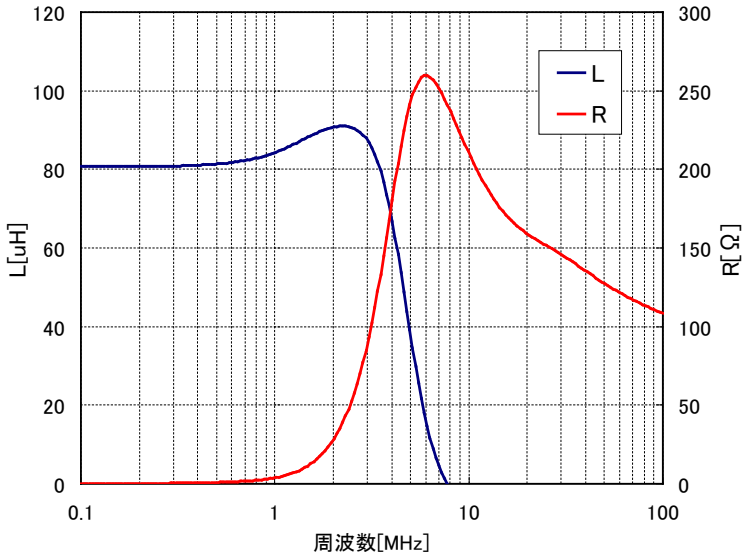


図 10-21　　フェライトコアのインピーダンス（L,R）特性例

このフェライトコアを、上に述べたノイズのピークを生じる共振ループに挿入すると、以下のような回路モデルになります。

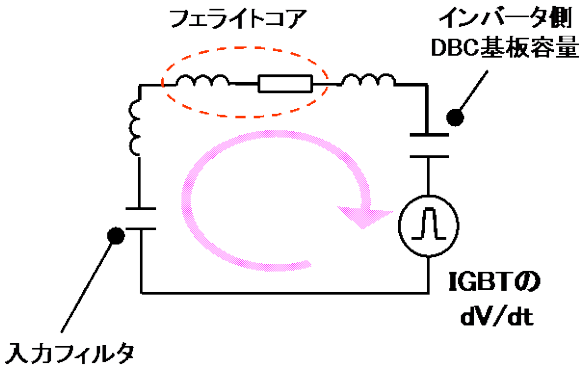


図 10-22　　フェライトコア挿入時の等価回路

ループの定数（共振周波数）に応じて、その周波数において最適なインピーダンス特性を持つフェライトコア材を選定することにより、共振にダンピングをかけてノイズのピークを抑制することが可能です。

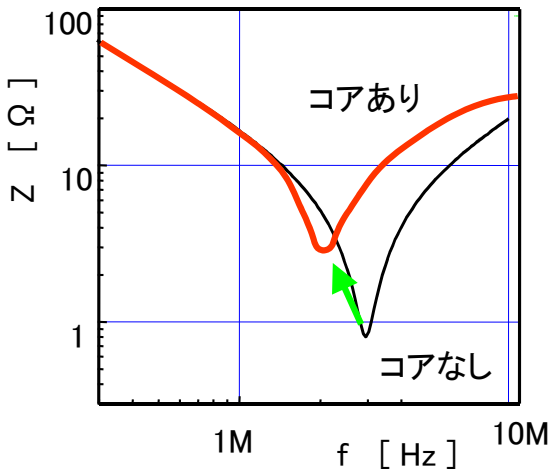


図 10-23　　コア対策前後での共振ループのインピーダンス特性

コア対策前後での共振ループのインピーダンス特性を図 10-23 に示します。共振点ではインピーダンスが最低となり、大きな共振電流が流れるため雑音端子電圧にもピークを生じます。ここにコアを挿入することによりインピーダンスを上げ、共振にダンピングをかけることで雑音端子電圧を効果的に抑制することができます。

図 10-24、10-25 に、コモンモード･フェライトコアをインバータ主回路に実装した対策例、および低減効果を示します。

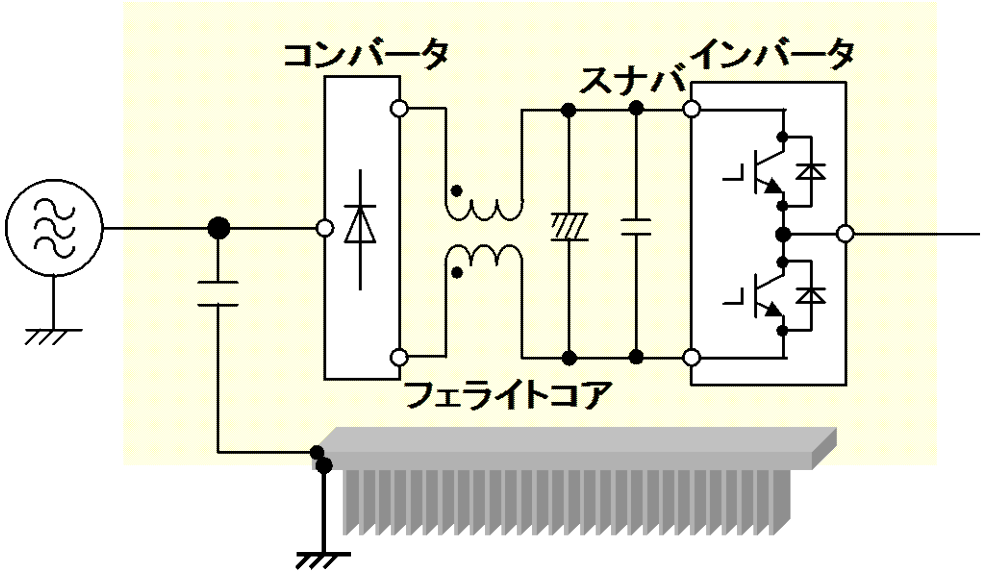


図 10-24　　コモンモード･フェライトコアによる対策例

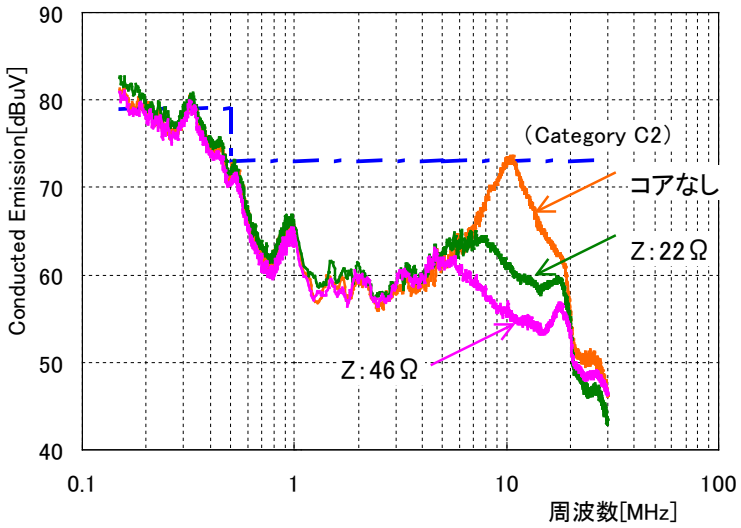


図 10-25　　雑音端子電圧測定結果

ここで、未対策時のループインピーダンスは約８Ω程度ですので、これを 30Ω程度までフェライトコアにより増加させることにより約 10dB のピーク低減を図ることができます。

ゲート抵抗での対策と異なり、コアを適用する場合は特に IGBT の損失が増加することなくノイズ対策が可能です。

3.1.4　IGBT への放射ノイズ対策

放射性 EMI ノイズの主な要因は、IGBT がターンオンする（対向アーム側の FWD が逆回復する）際に生じる高い dV/dt がトリガとなって、半導体デバイスの接合容量と配線（主にはモジュール内部配線とスナバコンデンサ間の配線）上の浮遊インダクタンスとで生じる高周波の LC 共振によるものと考えられます（図 10-26 参照）。これは、前述したような雑音端子電圧におけるピークと同様の発生メカニズムです。

一般に、自由空間におかれた微小電流ループ（ここでは、上述の LC ループ）から放射される、周波数 f における遠方電界 *Ef* は、下式（マクスウェルの波動方程式）で与えられます。

$$Ef = \frac{1.32 \times 10^{-14}}{\mathrm{r}} \cdot \mathrm{S} \cdot \mathrm{If} \cdot \sin\theta \qquad (1)$$

r：ループからの距離、　S：ループの面積、

If：ループの電流値、θ：ループ面からの角度

この（1）式から、*Ef* は、ループからの距離に反比例し、ループ面積およびループ電流に比例することがわかります。

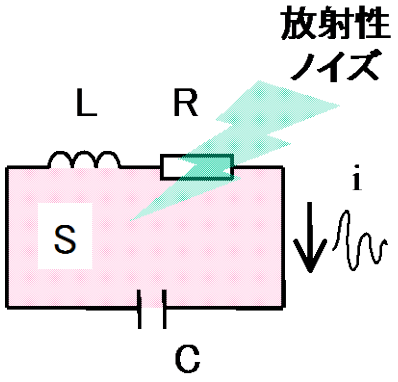


図 10-26　モジュールとスナバＣで構成されるループ

また、電流値 *If* は、

$$If = \frac{E}{Z} \qquad (2)$$

E：IGBT のスイッチング波形の電圧スペクトル（図 10-14）、　Z：ループのインピーダンス

で与えられます。

したがって、放射ノイズを低減するためには、

1. ループからの距離を離す
2. ループ面積Ｓを小さくする
3. ループ電流を小さくする　　・・・・・・　　3a　スイッチング電圧のスペクトルを小さくする
   3b　ループインピーダンスを増加させる

ことが考えられます。

ここで、上記 1 は、規格において 10mないし 3mの距離での測定ということが規定されていますので、現実的な対策としては、上記 2 ないし 3 となります。

3.1.4.1　ループ面積 S の低減

上述したように、スイッチング時に誘発される高周波のノイズ電流は、デバイスの寄生容量とスナバコンデンサで構成されるＬＣループの共振電流です（図 10-12 の経路④）。2in1 パッケージクラスの中･大容量モジュールでは、モールド形のスナバコンデンサを端子に直にネジ止めして使用し、ループの放射面積をできるだけ小さくすることが必要です。また、これはスイッチング時のスパイク電圧抑制の観点からも有効です。

6in1,7in1 タイプなど、ピン端子形モジュールではパワー基板に実装されるケースがほとんどですが、スナバコンデンサはできるだけ P/N 端子ピンに近く配置することが重要です。

3.1.4.2　電圧のスペクトルを小さくする

前述したように、IGBT/FWD がスイッチングする際の電圧波形のスペクトルは、図 10-27 のようになります。

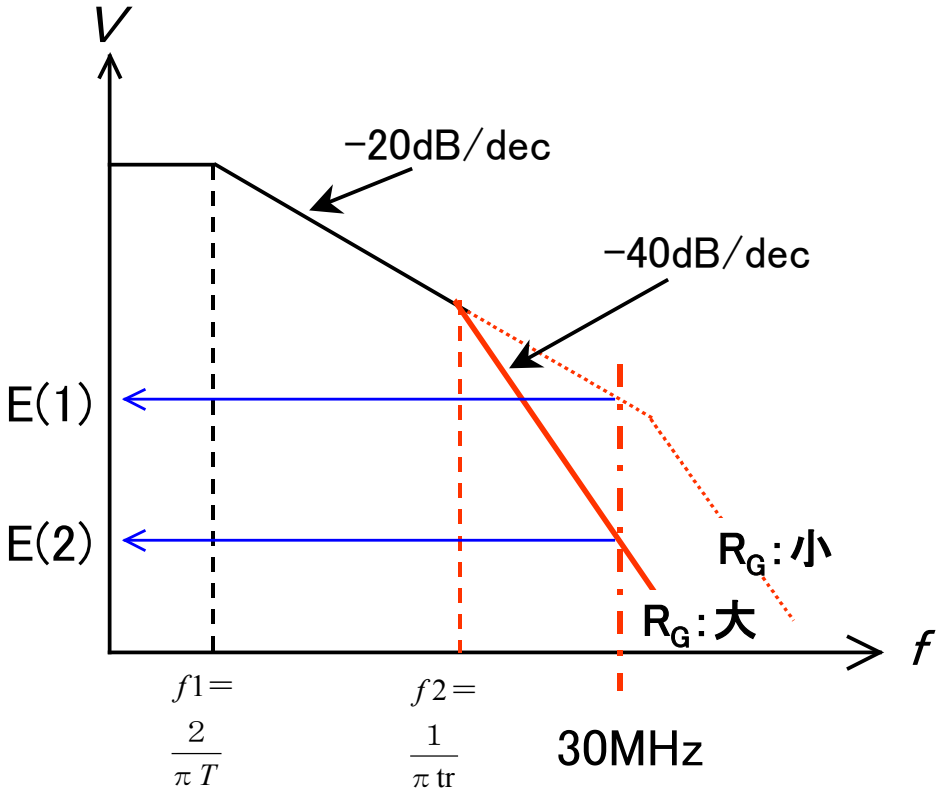


図 10-27　　IGBT のスイッチング電圧波形のスペクトル

従来、ゲート抵抗を増加させてスイッチング波形を鈍らせることが対策手法として一般的に適用されますが、これは図 10-27 の *f2* を低周波化し、30MHz 以上のスペクトルを低減させていることになります。図 10-27 のように、R_G が小さく、電圧の立ち上がり、立下り時間が短い（dV/dt が大きい）場合の 30MHz 電圧成分 E（1）に対し、R_G が大きく dV/dt が小さい場合、30MHz 成分は E（2）のように小さくなります。

ここで、E（1）、E（2）は（2）式の E に相当しますので、結果的に dV/dt の低減はノイズ電流 *If* を抑制することになります。

図 10-28 に放射ノイズのゲート抵抗依存性の一例を示します。仕様書に記載のゲート抵抗値に対し 2 倍程度の値とすることで、大幅に放射ノイズを抑制できることがわかります。しかしながらゲート抵抗の調整により放射ノイズを抑制すると、スイッチングが遅くなる（dV/dt が小さくなる）ためスイッチング損失は悪化します。それゆえ装置の運転条件によっては温度上昇を引き起こすため、その確認が必要となります。

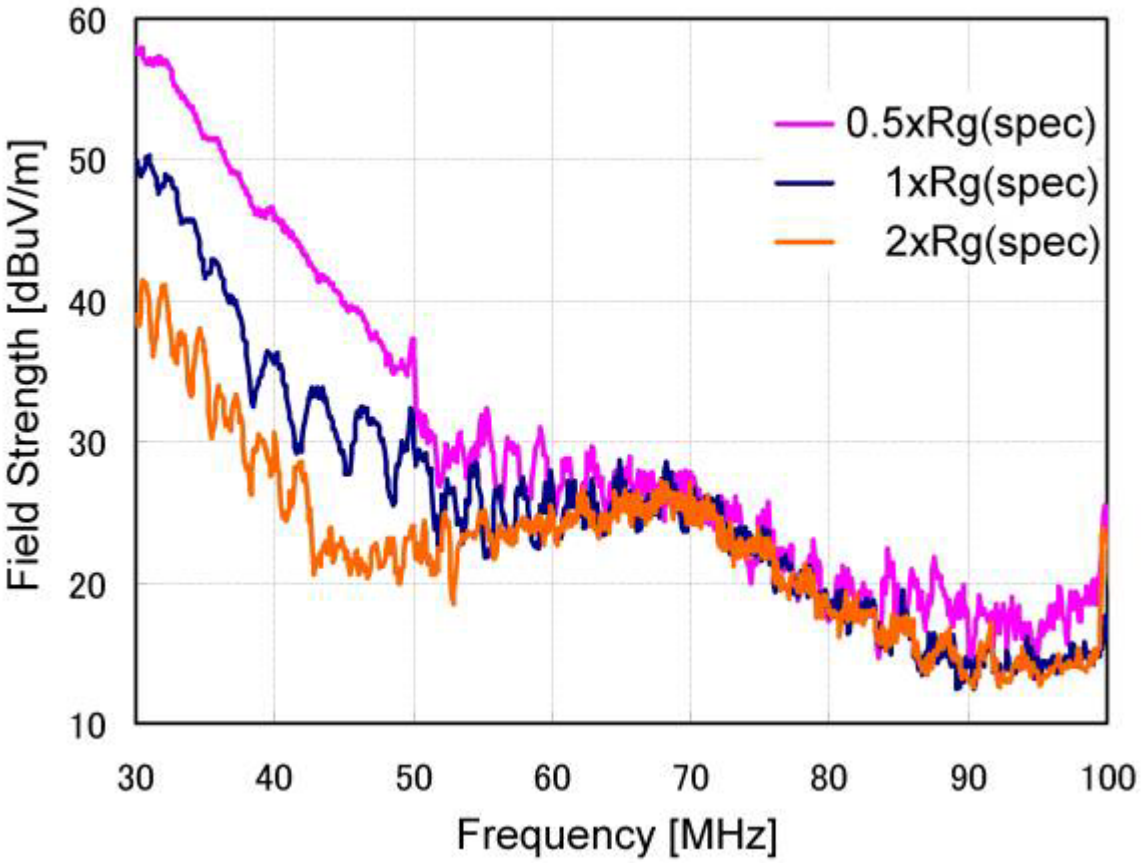


図 10-28　放射ノイズのゲート抵抗依存性（7MBR100U4B-120）

3.1.5　まとめ

これまで述べてきたように、IGBT がスイッチングすることによって発生する EMI（特に 10MHz 以上の高周波雑音端子電圧や放射ノイズのピーク）は、主に IGBT 自身およびその周辺回路上に存在する浮遊 L/C の共振により発生しています。原理的、物理的にこれらの浮遊 L/C 成分はゼロにはできません。したがって、ノイズ対策にはこれらの問題となるループの共振をいかに的確に発見し、対策できるか、ということが重要となっています。

ご注意

1. このカタログの内容（製品の仕様、特性、データ、材料、構造など）は 2015 年 3 月現在のものです。
この内容は製品の仕様変更のため、または他の理由により事前の予告なく変更されることがあります。このカタログに記載されている製品を使用される場合には、その製品の最新版の仕様書を入手して、データを確認してください。

2. 本カタログに記載してある応用例は、富士電機の半導体製品を使用した代表的な応用例を説明するものであり、本カタログによって工業所有権、その他権利の実施に対する保証または実施権の許諾を行うものではありません。

3. 富士電機（株）は絶えず製品の品質と信頼性の向上に努めています。しかし、半導体製品はある確率で故障する可能性があります。富士電機の半導体製品の故障が、結果として人身事故，火災等による財産に対する損害や、社会的な損害を起こさぬように冗長設計、延焼防止設計、誤動作防止設計など安全確保のための手段を講じてください。

4. 本カタログに記載している製品は、普通の信頼度が要求される下記のような電子機器や電気機器に使用されることを意図して造られています。
・コンピュータ　・OA 機器　・通信機器（端末）　・計測機器　・工作機械
・オーディオビジュアル機器　・家庭用電気製品　・パーソナル機器　・産業用ロボット　など

5. 本カタログに記載の製品を、下記のような特に高い信頼度を持つ必要がある機器に使用をご予定のお客様は、事前に富士電機（株）へ必ず連絡の上、了解を得てください。このカタログの製品をこれらの機器に使用するには、そこに組み込まれた富士電機の半導体製品が故障しても、機器が誤動作しないように、バックアップ・システムなど、安全維持のための適切な手段を講じることが必要です。
・輸送機器（車載、船用など）　・幹線用通信機器　・交通信号機器
・ガス漏れ検知及び遮断機　・防災／防犯装置　・安全確保のための各種装置　・医療機器

6. 極めて高い信頼性を要求される下記のような機器及び戦略物資に該当する機器には、本カタログに記載の製品を使用しないでください。
・宇宙機器　・航空機搭載用機器　・原子力制御機器　・海底中継機器

7. 本カタログの一部または全部の転載複製については、文書による当社の承諾が必要です。

8. このカタログの内容にご不明の点がありましたら、製品を使用する前に富士電機（株）または、その販売店へ質問してください。
本注意書きの指示に従わないために生じたいかなる損害も富士電機（株）とその販売店は責任を負うものではありません。